

AGRUPACIÓN ACTIVA CONFORMADORA DE HAZ

Lorena Cabria, José Angel García, T. M. Martín-Guerrero

lorena.cabria@unican.es, joseangel.garcia@unican.es, teresa@ic.uma.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Univ. de Cantabria. Avda. de Los Castros s/n, 39005, Santander.

Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Univ. de Málaga, Campus de Teatinos, E-29071, Málaga.

Abstract- In this paper, a high linearity power amplifying active antenna is proposed. Taking advantage of a large signal regime device-level bias-adaptation technique, a low radiated distortion level with independence of the radiated power is assured, improving the linearity-efficiency trade-off. Two PHEMT-based power amplifiers excite the perpendicular input ports of an aperture coupled patch antenna in a quadrature-phase configuration achieving amplitude control of the radiated field with circular polarization. Beamforming capabilities of the designed antenna have also been considered for different amplitude distributions employing such studied bias-adaptation technique. An specific test set-up has been implemented to completely characterize the antenna behavior using digital modulated signals.

I. INTRODUCCIÓN

La búsqueda de soluciones de potencia eficientes representa uno de los puntales que lideran la investigación en los actuales sistemas inalámbricos, que aunque fundamentalmente se centran en el terminal, estudian también dar respuesta a las necesidades de la estación base. En el terminal móvil se busca aumentar el tiempo de vida de las baterías y disminuir su tamaño y peso, mientras que en la estación base lo que preocupa es la manera de disipar la potencia.

En muchas aplicaciones conseguir una buena eficiencia depende de, entre otros factores, la capacidad de adaptar la ganancia del enlace a las necesidades del mismo, en función de la aplicación, de la ubicación y del instante de tiempo. Normalmente en el terminal móvil se implementa un sistema de control de ganancia adaptativa, alternando un sistema de búsqueda de baja ganancia y uno de adquisición de alta ganancia. Además permite regular el nivel de potencia transmitida para que la potencia recibida en la estación base sea igual para todos los terminales, con independencia de la distancia a la que se encuentren, corrigiendo los posibles desvanecimientos generados por el desplazamiento y los mutitrayectos.

El empleo de agrupaciones de antenas activas permite alcanzar potencias de transmisión elevadas desde elementos de baja potencia [1]. En muchas aplicaciones a frecuencias elevadas se ha optado por esta posibilidad, consiguiendo aumentar la potencia cuando se trabaja con transistores de poca potencia y fortaleciendo la solución frente a posibles fallos en alguna de sus ramas.

La posibilidad de seleccionar distintos conformados de haz permite configurar el radiador de acuerdo a las necesidades reales del sistema donde se va a implantar. Esta propiedad tan atractiva se consigue controlando

adecuadamente la ganancia de la señal de excitación de cada antena de la agrupación [2].

Durante años el control de ganancia, tanto en una agrupación como en cada elemento individual, se implementaba mediante el uso de atenuadores variables en cada brazo de excitación, unidos en cascada a una o varias etapas amplificadoras. Esta configuración supone una pérdida en la eficiencia del sistema, al reducir la amplitud de cada rama manteniendo el consumo. Sin embargo, el empleo de amplificadores de ganancia variable (VGA) permite adaptar el consumo a la ganancia del elemento.

Tradicionalmente en una cadena de RF el VGA suele aparecer al principio de la misma, trabajando en régimen pequeña señal, mientras que para conseguir potencias más elevadas se sitúa al final un amplificador de potencia (AP). En esta configuración, y pese a tener éste último una ganancia constante, las distintas potencias de excitación provocan importantes variaciones en su comportamiento en distorsión.

Teniendo en cuenta todo estos aspectos, en un array con conformado de haz sobre antenas activas se podrían plantear dos soluciones en función del número de elementos que tengan. En un caso, se consigue radiar una potencia alta gracias a la combinación espacial del campo generado por un número elevado de antenas amplificadoras de ganancia variable operando en régimen pequeña señal, como las propuestas en [3]. En la otra posibilidad, solución mucho más eficiente, se reduce el número de antenas mediante la introducción de más de una etapa amplificadora en cada brazo de excitación. Siguiendo la topología clásica de una cadena de RF, el control de ganancia se realizaría al principio y las antenas activas serían antenas amplificadoras de potencia.

Una solución del segundo tipo es la que se propone en este artículo, donde un control dual de la polarización (V_{GS} y V_{DS}) sobre un amplificador basado en un dispositivo PHEMT permite, para distintas potencias de entrada y manteniendo una ganancia constante, asegurar un buen comportamiento tanto en linealidad como en eficiencia. La antena que se propone esta formada por dos de estos amplificadores que en una configuración en cuadratura de fase excitan los puertos ortogonales de un parche acoplado por ranura.

II. ANTENA ACTIVA AMPLIFICADORA DE POTENCIA

En este caso se propone implementar mediante un radiador activo la estructura polar clásica de excitación de una antena con conformado de haz, ver Fig. 1.

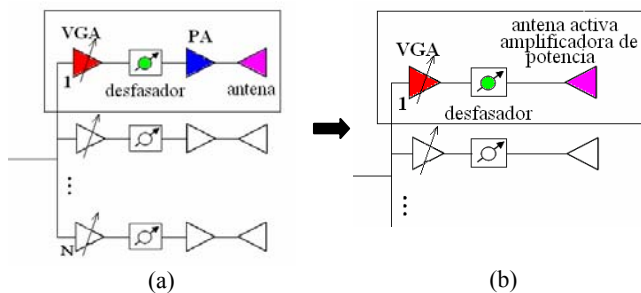


Fig. 1 a) Topología clásica de excitación en cascada y b) implementación de la misma con antenas activas para un array con conformado de haz.

A. Descripción del circuito.

En esta topología se requieren al menos dos etapas amplificadoras. En la primera se realiza el control de ganancia, donde se puede aplicar cualquier técnica de control en pequeña señal como en [3] o bien optar por atenuadores variables. La última etapa de amplificación de potencia (AP) debe mantener la ganancia constante con independencia de las potencias de entrada. En esta situación, aunque en la primera etapa se aplique una técnica de control de ganancia con control la distorsión de intermodulación, el amplificador de potencia va a complicar dicho comportamiento.

Resulta obvia la necesidad de buscar un tipo de AP eficiente. Sin embargo, las clases tradicionalmente eficientes (clases B, C, etc.) generalmente exhiben un pobre funcionamiento en linealidad, mientras que la eficiencia en los amplificadores lineales (clase A o AB) es bastante baja [4].

Se han desarrollado distintas técnicas con el objetivo de mejorar el tandem eficiencia-linealidad, basadas en el control dinámico o estático de la alimentación en función del valor instantáneo o RMS de la envolvente de la señal, es decir, adaptando la polarización. La situación que se nos plantea (Fig. 1) se relaciona directamente con este último caso, con lo que cualquiera de las soluciones propuestas para el mismo podría implementarse [5]. En [6] los autores proponen un control dual de la polarización V_{GS} y V_{DS} en régimen gran señal para alcanzar un buen comportamiento tanto en linealidad como en eficiencia manteniendo constante la ganancia.

En este último caso se busca mejorar la linealidad de un amplificador clase C altamente eficiente. Carvalho y Pedro [7] propusieron emplear el IMD sweet-spot de gran señal en un amplificador clase C, cuando el transistor se polarizaba ligeramente por debajo de pinch-off. Dicho mínimo aparece para un valor determinado de potencia de entrada y del par V_{GS} y V_{DS} , y fija el valor de la potencia de salida. Siguiendo esta misma idea en [6] los autores demostraron que es posible encontrar distintos pares de tensión donde aparece el sweet-spot para diferentes potencias de entrada, manteniendo constante la ganancia.

B. Diseño de la antena activa.

Resulta evidente la posibilidad de aplicar estos resultados al AP o a la antena activa amplificadora de potencia de la configuración en cascada mostrada en la Fig. 1. Será necesario adaptar la polarización de este último (linealizar un amplificador clase C eficiente), siguiendo los puntos a los

que se encuentran los sweet-spot para las distintas potencias de salida del VGA, manteniendo la ganancia constante.

En este caso la solución que se propone como brazo de un array con conformado de haz (sobre una antena activa amplificadora de potencia) se muestra en la Fig. 2.

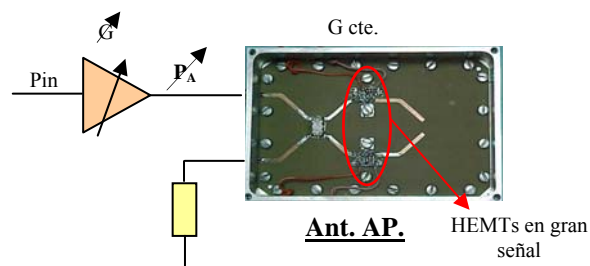


Fig. 2 Esquema propuesto para cada una de las ramas de un array con conformado de haz.

Esta antena activa esta formada por dos amplificadores de potencia, basados en dispositivos HEMT, que se encuentran en configuración cuadratura de fase y que excitan los puertos ortogonales de un parche acoplado por ranura, consiguiendo así polarización circular.

Con el primer amplificador se controla el nivel de ganancia en el transmisor, mientras que la antena amplificadora, de ganancia constante, permite radiar un nivel elevado de potencia y así reducir el número de elementos en el array. Los amplificadores integrados en la antena trabajan en régimen gran señal, y se ven excitados por diferentes potencias de entrada según el valor de ganancia establecido en una o varias etapas previas. En este caso se plantean dos opciones, tener el amplificador operando en clase A y aplicar una técnica para mejorar la eficiencia o tenerle operando en clase C y aplicar una técnica para mejorar localmente la linealidad, solución que fue finalmente adoptada.

C. Resultados de la medida.

Para la caracterización de la antena activa amplificadora de potencia, el control de la señal de excitación se realizó variando directamente la potencia entregada por un generador. Se realizaron medidas de la potencia radiada por la antena activa en distintos ángulos de elevación y distintas potencias de entrada. Para la dirección de máxima radiación (0° de elevación) se obtuvo un valor de ganancia de 14.5 dBi .

En la Fig. 3, se observa la evolución de la potencia radiada en 0° frente a la potencia de entrada y la frecuencia cuando se excita con una señal real (WCDMA 3 GPP, que aunque no es la adecuada para estas frecuencias de trabajo permite estudiar el comportamiento de la antena ante señales reales), comparando dos situaciones: cuando se adapta la polarización (V_{GS} , V_{DS}), buscando trabajar en el sweet-spot de gran señal para una ganancia constante, o cuando se trabaja en un punto de polarización fijo ($V_{GSss} = -0.658 \text{ V}$, $V_{DSss} = 3.19 \text{ V}$), sweet-spot de gran señal para la máxima potencia de entrada estudiada ($P_{in} = 8 \text{ dBm}$).

Como puede observarse en la Fig. 3, hay una mejora en linealidad (mayor nivel de ACPR) cuando se aplica la técnica de adaptación de polarización. Sin embargo, para constatar realmente la mejora alcanzada es necesario considerar además la eficiencia. En la Fig. 4 se ha representado la eficiencia de potencia añadida (PAE) medida en ambas situaciones, en donde resulta evidente la mejora que se

alcanza en todo el rango de potencias de entrada para la solución propuesta.

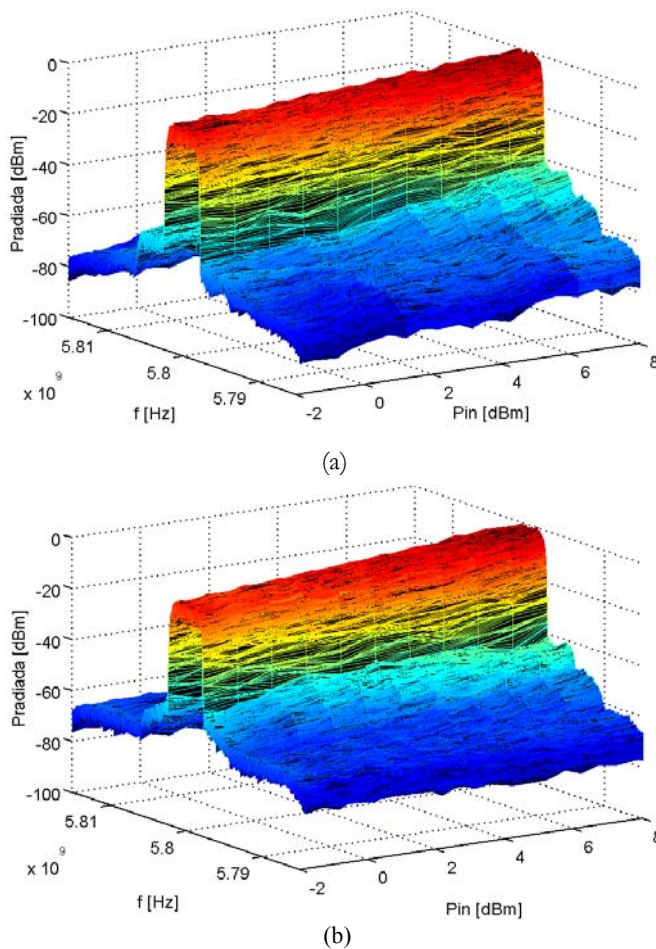


Fig. 3 PIRE de la antena obtenida frente a potencia de entrada y un rango de frecuencias que incluye la banda del canal y los canales adyacentes y alternos: (a) adaptando la polarización y (b) para una polarización fija.

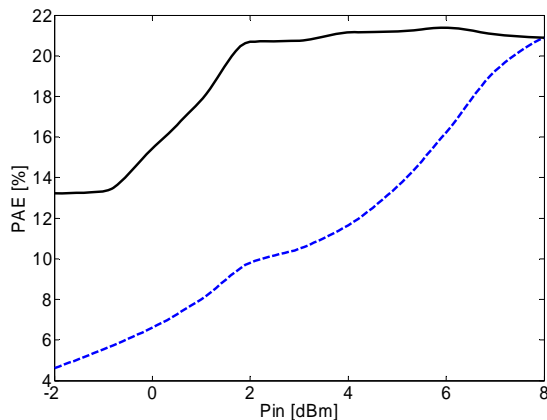


Fig. 4 PAE medida aplicando la técnica de adaptación de polarización propuesta ('—') o en polarización fija ('---').

III. AGRUPACIÓN CONFORMADORA DE HAZ

Una de las ventajas que se derivan de tener una antena amplificadora con control sobre la potencia radiada es la posibilidad de implementar una agrupación conformadora de haz. Con esta idea en mente y partiendo de los resultados obtenidos con la antena anterior, se ha realizado una

estimación del comportamiento de una agrupación de estas antenas ante dos distribuciones de amplitud típicas, uniforme y lineal en pedestal. No obstante, resulta obvia la posibilidad de usar esta antena para cualquier la distribución de amplitud que se desee. En este caso, en el array considerado los elementos están separados $0.5\lambda_0$ ($f_0 = 5.8$ GHz), ver Fig. 5.

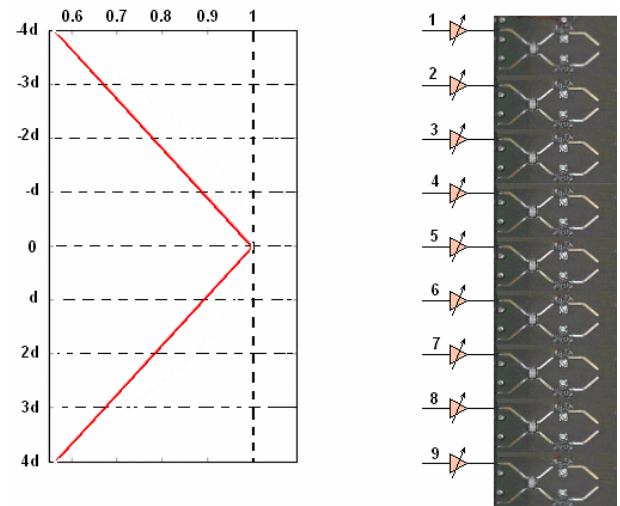


Fig. 5 Distribuciones de amplitud necesarias para dos tipos habituales de conformado: uniforme y lineal en pedestal (5dB) para la agrupación de la figura.

A. Distribución uniforme.

Normalmente la distribución uniforme es la más empleada en agrupaciones en transmisión, donde lo que se prima es maximizar la potencia radiada. Desde esta perspectiva, se ha estimado el diagrama de radiación (PIRE) para una distribución uniforme en el caso de excitar con la máxima potencia de entrada estudiada en la unidad ($\text{Pin}=8\text{dBm}$) con todas ellas polarizadas en el mismo punto, en su sweet-spot de gran señal (V_{GSs} , V_{DSs}).

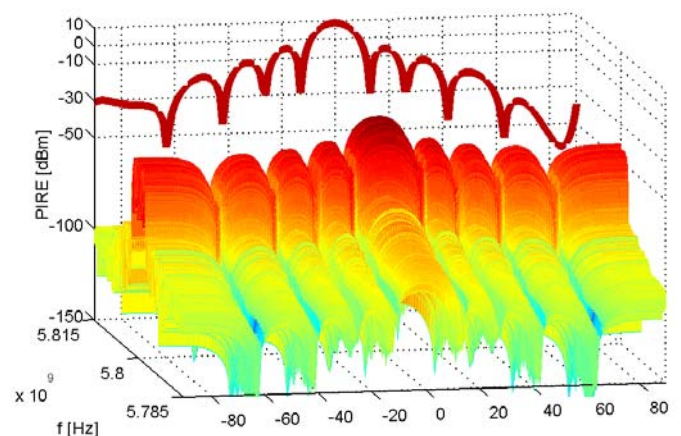


Fig. 6 Diagrama de radiación para una distribución uniforme cuando la potencia de excitación de cada antena es de 8 dBm.

Como se puede observar en la Fig. 6, la relación ACPR se mantiene constante en todos los ángulos de elevación, con un consumo óptimo de potencia de DC de 430.65 mW. La potencia radiada en banda (3.842 MHz) en la dirección de máxima propagación (0°) es de 31.89 dBm.

B. Distribución lineal en pedestal.

En este caso se ha realizado una estimación de la PIRE de un array con conformado de haz cuando se tiene una distribución lineal de amplitud con un pedestal de 5 dB. Se han realizado los cálculos partiendo de las medidas realizadas, Fig. 3, en los dos casos allí presentados (polarización adaptada o fija). En la Fig. 7 se presenta el diagrama de radiación en función de la elevación y la frecuencia para el caso en el que adaptamos la polarización. Se ha supuesto que el elemento del centro del array se excita con una potencia de entrada de 8 dBm, para el resto de potencias de entrada necesarias (ver Fig. 5) se ha adaptado la polarización.

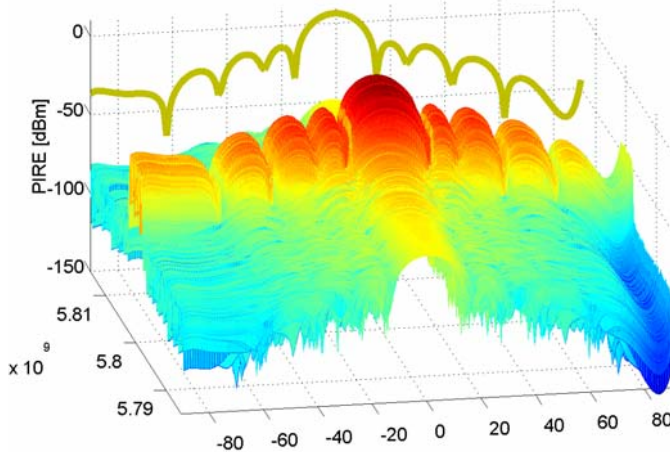


Fig. 7 Diagrama de radiación para una distribución lineal con pedestal de 5dB cuando la potencia de excitación de la antena del centro del array es de 8 dBm (ver Fig. 5) y se adapta la polarización de cada antena en función de la potencia de la señal de excitación requerida.

Si en el caso anterior (Fig. 6) el diagrama de radiación a todas las frecuencias tenía la misma forma, en este caso la situación varía. Este hecho se asocia a dos factores: a las diferencias en la fase asociadas a los distintos mínimos de tercero y a que el nivel ACPR alcanzado no es constante en los distintos sweet-spots. En dichos puntos de polarización, las fases y amplitudes del campo radiado por cada antena van a ser distintas, para las diferentes frecuencias de los canales adyacentes y alternos, de ahí este comportamiento. En principio la falta de control sobre la fase podría alarmar ante la posibilidad de que se combinaran las señales, sin embargo, al haber asegurado un nivel mínimo dicha situación deja de ser preocupante.

Con el fin de comparar dichos resultados con los obtenidos en el caso de tener una polarización fija en todos los elementos (sweet-spot, $V_{GSss} = -0.685V$, $V_{DSss} = 3.19V$) se presenta la señal transmitida para el ángulo de apuntamiento de máxima transmisión (0°).

Los resultados demuestran que en cuanto a linealidad la mejora que se obtiene es muy pequeña (aproximadamente 1.5 dB). A pesar de que a priori puede parecer innecesario adaptar la polarización, la linealidad no es el único factor a considerar. Debemos tener en cuenta la eficiencia. Atendiendo a este aspecto, la potencia DC consumida se reduce en un 22.85 % al adaptar la polarización (de 657.14 mW a 506.94 mW).

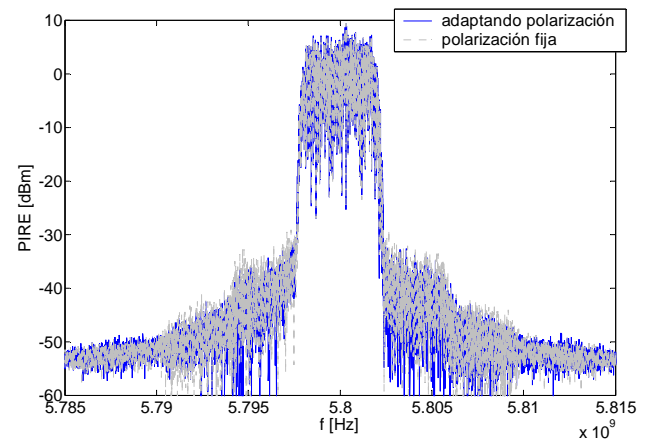


Fig. 8 PIRE con una distribución lineal en pedestal en la dirección de máxima radiación en dos casos: cuando se adapta la polarización o cuando esta se mantiene fija.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha propuesto una antena activa amplificadora de potencia. La aplicación de una técnica de adaptación de la polarización a los transistores FET que la conforman permite asegurar buenos resultados tanto en cuanto a linealidad como en eficiencia con independencia de la potencia radiada.

Se ha demostrado la capacidad de conformado de haz de una agrupación de estas estructuras. Los prometedores resultados obtenidos en las simulaciones y medidas permiten validar la estructura propuesta.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) y por la consejería de Innovación, Ciencia y Empresa de la junta de Andalucía, a través de los proyectos TEC2005-07985-C03-01/TCM y P07-TIC-2649.

REFERENCES

- [1] A. R. Kerr, P. H. Siegel and R. J. Mattauch, "A simple quasi-optical mixer for 100-120 GHz," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1977, pp. 96-98.
- [2] J. Litva, and T. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Boston: Artech House, 1996.
- [3] L. Cabria, E. Malaver, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla and J. Vassal'lo, "A Highly Linear Circularly Polarized Active Antenna With Gain Control," *32nd European Microwave Conf. Dig.*, Milan, pp.1-4, Sept. 2002.
- [4] P. M. Cabral, N. Borges and J. C. Pedro, "An Integrated View of Nonlinear Distortion Phenomena in Various Power Amplifier Technologies," *Proc. of GaAs Symposium*, pp. 69-72, Munich, Oct. 2003.
- [5] E. Malaver, "Evolución de los IMD Sweet-Spots en Dispositivos FETs: Descripción y Aplicaciones," *Tesis doctoral*, Universidad de Cantabria, Santander, Septiembre 2005.
- [6] E. Malaver, J. A. García, A. Tazón, and A. Mediavilla, "Using a Low-Voltage Intermodulation Distortion Sweet-spot for controlling gain in HEMT amplifiers," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 39, no. 1, Oct. 2003.
- [7] N. B. Carvalho and J. C. Pedro, "Large- and Small- Signal IMD Behavior of Microwave Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp.2364-2374, Dec. 1999.